

BLDC 전동기에서 PWM 방식에 따른 토크리플 저감에 관한 연구

A Study for Torque Ripple Reduction with PWM Pattern on Brushless DC Motor During Commutation

김 상 훈* 권 경 준**
Kim, Sang-Hoon Kwon, Kyeong-Jun

Abstract

This paper presents a current control strategy to reduce torque ripple of Brushless DC Motor in commutation period with PWM pattern. The torque ripple is mainly caused by the inequality in the rate of change between rising current and decaying one during commutation. And also it is influenced by the shape of real back EMF. Therefore, in the proposed control strategy, considering real back EMF a compensation voltage is generated to equalize the rate of change in these commutating currents. And then, by providing the compensation voltage in commutation period with PWM pattern, the torque ripple can be reduced. The simulation and experimental results verify that the proposed method can reduce the torque and the current ripples significantly.

키워드 BLDC 전동기, 전환구간, 토크리플, 보상전압

Keywords BLDC motor, Commutation period, Torque ripple, Compensation voltage

1. 서론

역기전력 모양이 사다리꼴인 브러시리스 직류 전동기(Brushless DC Motor)는 구조상으로 3상 전기자 권선이 고정자 슬롯에 위치하고, 영구자석 회전자-는 여자 시스템을 대신하는 기존의 브러시 직류 전동기의 고정자와 회전자가 바뀐 구조로 되어 있다. 또한, 회전자 움직임에 동기화 하도록 모터의 상을 바꾸기 위하여 인버터와 회전자 위치 센서를 필요로 하게 된다. BLDC 전동기의 동작 특성은 기존의 브러시 직류 전동기와 유사하고, 위치 센서와 인버터의 반도체 소자 스위치가 기존 직류 전동기의 브러시와 기계적 정류자 역할을 하

게 된다. 따라서 BLDC 전동기는 브러시 직류 전동기에서와 같이 브러시의 마멸로 인한 보수가 필요 없으면서도 정류자형 직류 전동기와 같은 우수한 제어 특성이 있다. 또한 전력용 반도체 스위칭 소자의 개발과 회로류 자석의 개발에 힘입어 고속화 및 소형화가 가능하게 되어 서보 시스템의 여러 분야에서 널리 사용되고 있다[1][2].

BLDC 전동기에서의 토크리플은 비이상적인 역기전력과 상전류 전환에 따른 전류리플에 주 원인이 있다[4].

최근까지 상전류 전환에 따른 전류리플을 감소시키기 위한 많은 연구가 있어 왔다. BLDC 전동기의 전환에 의한 토크 맥동을 줄이기 위해 상전류를 히스테리시스 전류 제어기법으로 제어하는 방식이 Carlson등에 의해 제안되었다[3]. 히스테리시스 전류 제어 기법은 전류 제어 응답성이 우수하나, 히스테리시스 밴드(band)의 폭과 역기전력의

* 강원대학교 전기전자정보통신공학부 교수, 공학박사

** 강원대학교 대학원 전기공학과 석사과정

크기에 따라서 스위칭 주파수가 변화하므로 스위칭 성능이 떨어지는 스위치 소자에 적용하는데 문제가 있다. 반면에 PWM 전류 제어기법은 히스테리시스 제어 기법에 비해 제어 응답성은 좀 떨어지나, 스위치 소자의 스위칭 주파수를 일정하게 할 수 있는 장점이 있다[7]. Berendsen 등은 BLDC 전동기의 상 전류를 바이폴라(bipolar) PWM 방식으로 제어할때, 전환구간에서 모터의 중성점과 인버터의 중성점간의 전압(V_{NO})을 보상하는 기법을 제안하였다[4]. 그러나 이 방식은 전동기의 중성점과 인버터의 중성점간의 전위차가 인버터 스위치의 온-오프 상태에 따라 변화하는 유니폴라(unipolar) PWM 방식에는 적용할 수 없다. 본 논문에서는 두가지 PWM 방식에 따라 제어 기법을 동일하게 적용하기 위하여 BLDC 전동기에서 상전류 전환 시 전환하는 전류들의 변화율을 같게 해주는 개념을 이용하여 보상전압을 중성점 전압과 전환하는 상들의 역기전력을 고려하여 구하고 이 전압을 전환 구간에서 전류 제어기 출력에 인가하여 토크리플을 최소화하는 방법을 제안한다. 또한 시뮬레이션과 실험을 통하여 제안한 방법이 토크리플과 전류리플을 현저히 감소시킴을 증명하였다.

2. BLDC 전동기의 전류제어[5][6]

2.1 BLDC 전동기의 구동

본 연구에서의 BLDCM 구동 시스템의 전체 블록도는 그림 1과 같다. 모터의 상전류를 검출하여 위치센서의 신호에 따라 전류제어 루프에 계환되는 전류를 선택하고, 전류 제어기에서 출력되는 PWM 신호, 그리고 위치센서에 의해 해당하는 인버터의 스위치 소자를 스위칭한다.

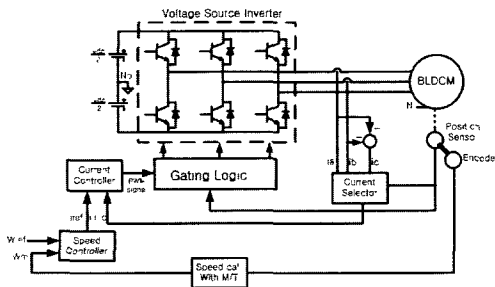


그림 1 BLDC 전동기 구동 시스템 전체 블록도

그림 2는 BLDCM의 이상적인 전류와 역기전력을 나타낸 것이다. 역기전력의 평탄한 부분에 이상적인 구형과 전류를 인가함으로써 맥동이 없는 일정한 토크를 얻을 수 있다. 역기전력과 올바른 위

상으로 전류를 인가하기 위하여 BLDC 전동기에 위치센서가 있고, 이 위치센서의 신호에 따라 회전자의 위치를 검출하여 해당하는 상의 전류를 흘릴 수 있다.

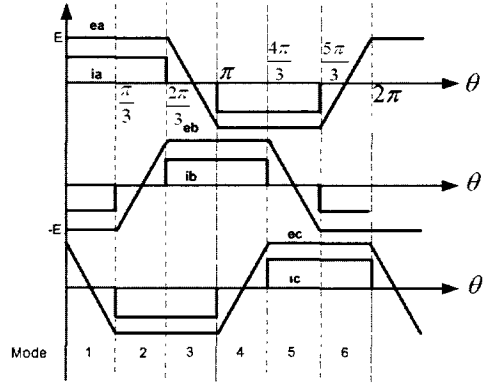


그림 2 이상적인 전류와 역기전력

일반적으로 사용되는 BLDC 전동기의 전압방정식은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

여기서, v_{as}, v_{bs}, v_{cs} 상전압,
 i_a, i_b, i_c 상전류,
 e_a, e_b, e_c 역기전력,
 R : 상저항, L : 누설인덕턴스

발생되는 토크는 다음과 같다.

$$T_e = \frac{e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c}{\omega_m} \quad (2)$$

여기서, ω_m : 회전 각속도

2.2 PWM 구현 방식의 분류[7]

역기전력 파형이 사다리꼴인 3상 브러시리스 직류 전동기의 경우 역기전력이 평탄한 전기적으로 120도 구간에만 상 전류를 흘려주므로 인버터는 120도 통전형으로 구성된다. 브러시리스 직류 전동기의 상 전류 제어를 위해 PWM을 하는 경우, PWM은 그 구현 방식에 따라 바이폴라 PWM과 유니폴라 PWM으로 나뉘어진다. 바이폴라 PWM

은 그림 3과 같이 통전되는 2개의 스위치를 동시에 on/off 시키는 방식이고, 유니폴라 PWM은 통전되는 2개의 스위치들 중에서 하나의 스위치만 on/off 시키고 다른 하나는 계속 on 상태를 유지시키는 방식이다

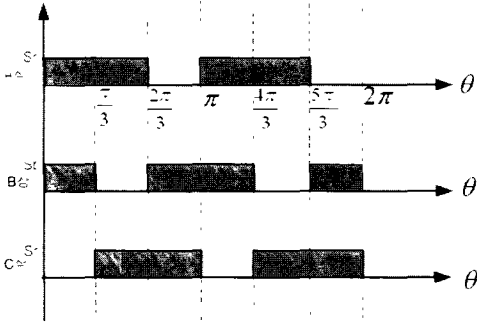


그림 3 바이폴라 PWM 방식

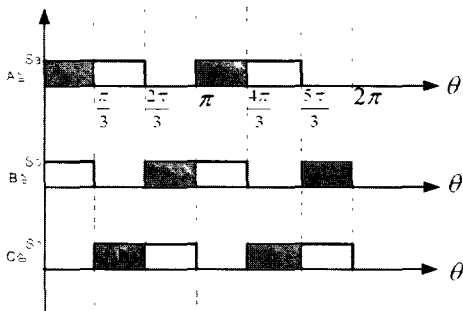


그림 4 유니폴라 PWM 방식

유니폴라 PWM 방식에서는 하나의 스위치만 스위칭되므로 바이폴라 PWM 방식에 비해 스위칭 손실이 적은 장점이 있고, 그림 4에서처럼 전기적으로 60도마다 PWM 펄스가 인가되는 스위치를 바꾸어 줌으로써 스위치의 이용 효율을 높일 수 있다 하지만 유니폴라 PWM 방식은 전류제어 응답특성이 바이폴라 PWM 방식보다 나쁜 단점도 있다. 일반적인 가변속 시스템에서 BLDC 전동기를 구동할 때 상기한 PWM 방식 중 한 가지를 택하기보다 두 가지를 혼용하는 경우가 많으므로 본 논문에서는 상기한 두 가지 PWM 방식에 따른 토크리플을 저감시키는 방법에 관한 동일한 알고리즘을 제안한다

2.3 상 전환(commutation) 현상

그림 5는 모드 1에 대하여 바이폴라 PWM 방식을 채택했을 경우 2상 도통구간과 전환구간에서의 회로상태를 나타낸다 그림 5(b)에서 보는 것처럼

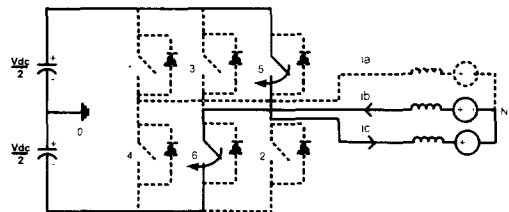
전환구간에서는 3상이 도통을 하게 되고, 전압방정식은 식(3)과 같다.

$$\begin{bmatrix} \frac{V_{dc}}{2} S_u \\ \frac{V_{dc}}{2} S_u \\ -\frac{V_{dc}}{2} \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{N0} \\ V_{N0} \\ V_{N0} \end{bmatrix} \quad (3)$$

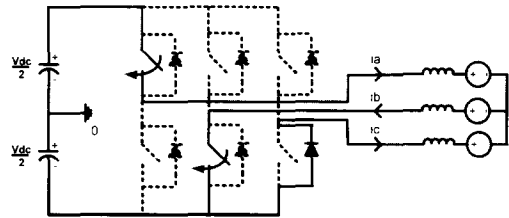
여기서 S_u (스위칭 함수)

· 윗상 스위치 on $\rightarrow S_u=1$

아랫상 스위치 on $\rightarrow S_u=-1$



(a) 2상 도통구간



(b) 전환구간

그림 5 모드 1에서의 회로구성

발생되는 토크는 역기전력의 크기가 E 로 일정하다면 식(4)와 같다

$$\begin{aligned} T_e &= \frac{e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c}{\omega_m} \\ &= \frac{E i_a - E i_b + E i_c}{\omega_m} = -\frac{2E}{\omega_m} i_b \end{aligned} \quad (4)$$

식 (4)에서 보듯이 전환구간에서 발생하는 토크는 비전환(non-commutation)모드 전류인 b상 전류에 직접 비례하고, b상 전류와 역기전력이 일정하다면 토크가 일정함을 알 수 있다 하지만 실제의 경우 일반적인 PI 전류제어기가 있는 시스템에서는 그림 6과 같은 전류 특성이 나타난다.

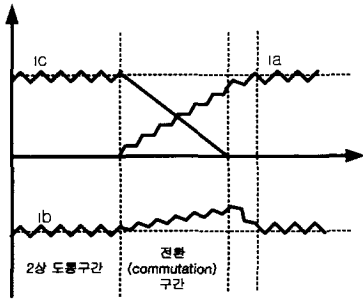


그림 6 모드 1에서의 일반적인 전류특성

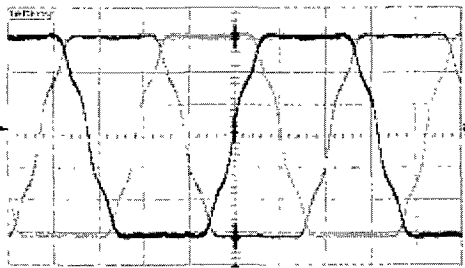


그림 7 실제 역기전력 모양(5ms/div, 10V/div)

그림 6에서 보듯이 비전환모드 전류에 리플 존재하고, 그림 7에서처럼 역기전력도 사다리꼴 형태이나 전환구간에서의 역기전력은 E로 일정하지 않기 때문에 토크에 리플이 발생된다.

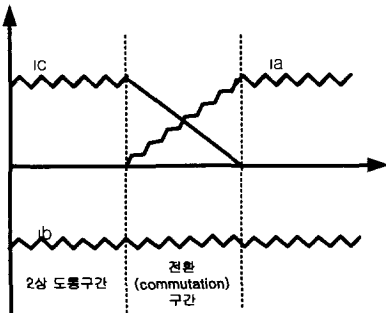


그림 8 전환 구간에서의 이상적인 전류 제어방법

따라서 본 논문에서는 비전환모드 전류에 리플을 제거시키기 위하여 그림 8과 같은 전환구간에서 전류 제어기법의 개념을 이용한다. 즉 전환구간에서 증가 전류와 감소 전류의 변화율을 같게 제어함으로써 비전환모드 전류에 리플을 제거시키고 이에 관계하는 토크에 리플을 제거시키는 방법을 제안한다.

3. 제안된 전류제어 방법

본 논문에서 제안한 전류제어 방법은 두 가지 PWM 방식에 모두 적용되도록 하기 위하여 모드 1의 전환구간에서 최대전압을 인가했을 경우라고 가정한다. 이 경우에 전환구간에서의 인버터 회로 상태는 그림 9와 같고, 전압 방정식은 식 (5)와 같다.

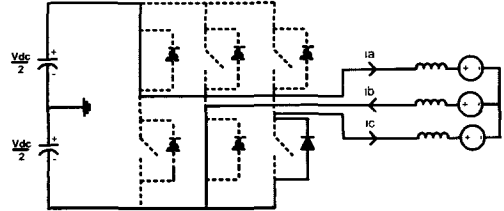


그림 9 전환구간에서 최대전압 인가 시 인버터 회로상태

$$\begin{bmatrix} \frac{V_{dc}}{2} \\ -\frac{V_{dc}}{2} \\ -\frac{V_{dc}}{2} \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{N0} \\ V_{N0} \\ V_{N0} \end{bmatrix} \quad (5)$$

식 (5)에서 중성점 전압 (V_{N0})은 모터의 중성점과 인버터의 중성점 사이에 나타나는 전압이고, 그 크기는 다음과 같다.

$$V_{N0} = -\frac{V_{dc}}{6} - \frac{e_a + e_b + e_c}{3} \quad (6)$$

전환하는 상인 c상과 a상 전류의 변화율은 상저항을 무시할 경우, 식 (7)과 같다.

$$\begin{aligned} L \frac{di_a}{dt} &= \frac{V_{dc}}{2} - e_a - V_{N0} \\ L \frac{di_c}{dt} &= -\frac{V_{dc}}{2} - e_c - V_{N0} \end{aligned} \quad (7)$$

식 (7)에서 a상과 c상 전류의 변화율의 차이는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} V_{diff} &= \left| L \frac{di_c}{dt} \right| - \left| L \frac{di_a}{dt} \right| \\ &= \frac{V_{dc}}{2} + e_c + V_{N0} - \frac{V_{dc}}{2} + e_a + V_{N0} \\ &= -\frac{V_{dc}}{3} + \frac{e_a - 2e_b + e_c}{3} \end{aligned} \quad (8)$$

스 (8)에서 역기력의 크기가 E 로 일정하다면, 4배의 역기전력이 인버터 직류단 전압보다 작아지는 영역($V_{dc} > 4E$)에서는 부(Negative)가 된다 이것은 $V_{dc} > 4E$ 영역이고, 전환구간에서 최대전압을 인가 시 증가전류(i_a)의 변화율이 감소전류(i_c)의 변화율보다 크다는 것을 의미한다. 하지만 4배의 역기전력이 인버터 직류단 전압보다 커지는 영역($V_{dc} < 4E$)에서는 전환구간에서 최대 전압 인가 시 반대의 현상이 나타난다 본 논문에서는 $V_{dc} < 4E$ 영역은 고려하지 않고 $V_{dc} > 4E$ 영역에서만 보상전압을 구하는데 그 이유는 전류 제어상이 증가전류이기 때문이다. 그림 10은 전환 구간에서 최대 전압 인가 시에 감소 전류와 증가 전류의 변화율을 보여준다

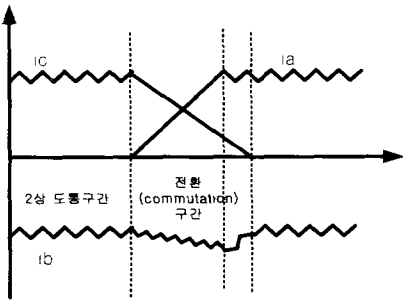


그림 10 전환구간에서 최대전압 인가 시 전류들의 변화율

그림 10에서 보듯이 전환 구간에서 최대 전압 인가 시에도 전환에 관여하지 않는 전류(i_b)에 리플이 발생함을 알 수 있고, 이 리플은 토크리플의 원인이 된다 따라서 전환구간에서 토크리플을 제거시키기 위한 보상전압은 제어 상인 증가 상에 최대 전압에서 일정 전압의 감소분이 있는 전압, 즉 최대 전압을 인가 시에 증가 전류의 변화율이 감소 전류의 변화율보다 커지므로 최대 전압보다 작은 전압이 인가되어야 한다. 그림 11은 위에서 언급한 제어 방법을 나타내 주고 있다. 또한 감소분 전압은 전환구간에서 최대 전압 인가 시 증가 전류와 감소 전류의 변화율의 차이전압이 되어야 하고, 따라서 전환구간동안 증가 전류와 감소 전류의 변화율을 같게 하는 전압은 식 (9)와 같다. 식 (9)에서 구한 보상 전압을 전환구간 동안에 전류제어기 출력에 인가할 경우 증가 전류의 변화율이 기준에 PI 제어기 보상을 했을 경우 보다 커지게 되어 감소 전류의 변화율과 같아지게 된다

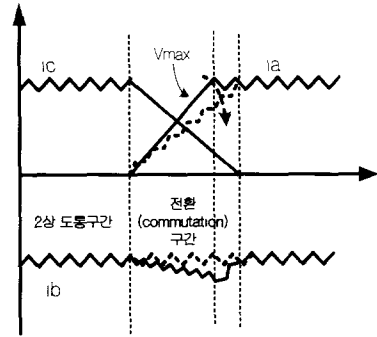


그림 11 전환 구간에서 제한한 전류 제어방법

$$\begin{aligned}
 V_{com} &= V_{dc} - |V_{diff}| \\
 &= V_{dc} - \left(\frac{V_{dc}}{3} - \frac{e_a - 2e_o + e_c}{3} \right) \\
 &= \frac{2V_{dc}}{3} + \frac{e_a - 2e_o + e_c}{3} \quad (9)
 \end{aligned}$$

하지만, 보상전압이 인버터 DC Link 전압보다 커지게 되는 영역($V_{dc} < 4E$)에서는 제어 전류인 증가상의 전류를 더 이상 제어할 수 없고 감소상을 제어하는 개념이 이용될 수 있다

그림 3-4는 제안한 제어기법의 블록선도이다 보상 전압은 전환구간을 감지하여 인가되어지고 PI 전류제어기는 보상 전압이 인가되는 구간에서는 끊기게 된다.

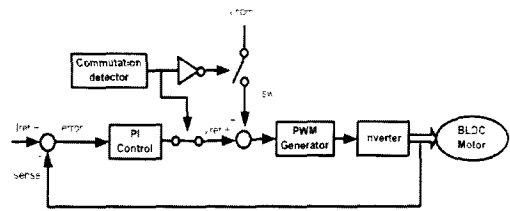


그림 12 제안된 제어기법의 블록선도

4. 시뮬레이션

제안된 BLDC 전동기의 전류제어 기법의 성능을 시뮬레이션을 통하여 확인하기 위해 Matlab Simulink를 이용하였다 인버터 직류단 전압은 310[V], 스위칭 주파수는 10[kHz], 역기전력은 이상적, 바이폴라 PWM 방식이라고 가정하였다 사용된 BLDC 전동기의 파라미터는 표 1과 같다

표 1 BLDC 전동기의 파라미터

정격출력	W	550 [W]
정격전압	V	170 [V]
정격전류	A	3.2 [A]
관성	J	0.001323 [kg.m ²]
극수	P	4
저항	R	2.47 [Ω]
인덕턴스	L	21.8 [mH]
토크상수	Kt	0.573 [Nm]
역기전력상수	Ke	0.0338 [V/rpm]

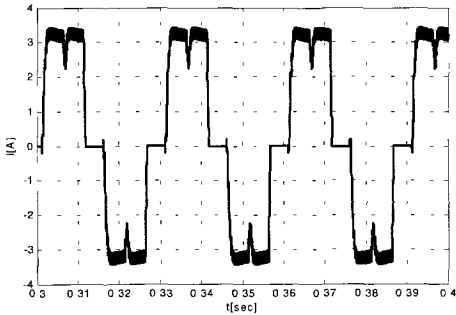


그림 13 보상이 없는 경우의 전류파형

그림 13과 그림 14는 보상이 없는 경우 속도 1000rpm에서의 전류와 토크파형이다. 전환구간에서 증가 전류와 감소 전류의 변화율에 차이가 생기므로 전류와 토크에 리플이 발생한다.

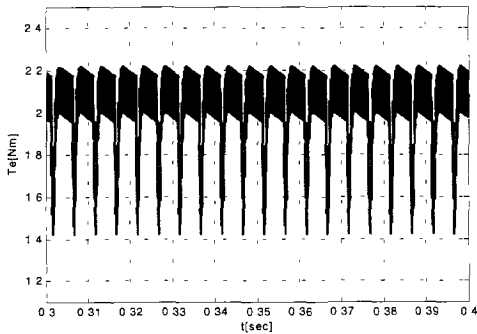


그림 14 보상이 없는 경우의 토크파형

그림 15와 그림 16은 본 논문에서 제안한 전류 제어기법을 사용하여 보상전압을 인가했을 경우, 같은 속도에서의 전류와 토크파형이다. 전환구간에

서 비전환(non-commutation) 모드 전류에 리플이 없는 것을 볼 수 있고, 따라서 토크리플도 현저하게 감소하였음을 확인할 수 있다

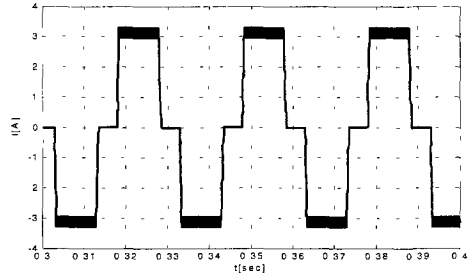


그림 15 보상이 있는 경우의 전류파형

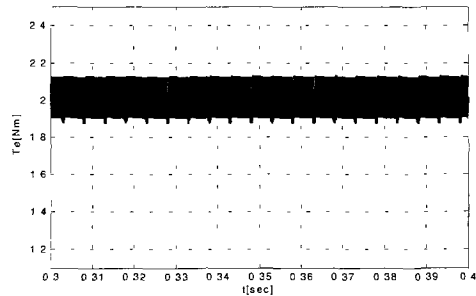


그림 16 보상이 있는 경우의 토크파형

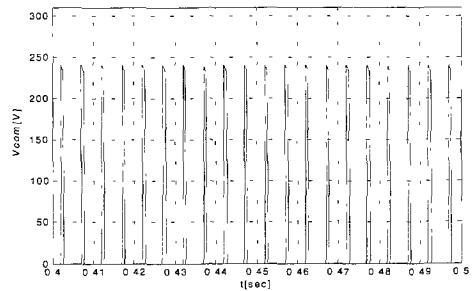


그림 17 보상 전압

그림 17은 속도 1000rpm에서 제안한 보상전압을 나타내고 있다. 이 전압은 상 전환 시작과 동시에 전류제어기 출력에 인가되어지고 전환의 종료 시 끊기게 된다. 또한 속도에 따라 크기가 다르며, 속도가 증가하면 전압도 증가하게 된다. 하지만 보상 전압의 크기가 인버터 DC Link 전압보다 커지게 되면 더 이상 보상이 불가능하게 된다. 이 경우에는 감소 전류를 제어하는 개념이 이용될 수 있다.

5. 실험 결과

그림 18은 실험을 통하여 그 타당성을 검증하기 위한 BLDC 전동기의 제어시스템 구성을 보여준다. PWM 방식은 바이폴라 PWM 방식인 경우이다

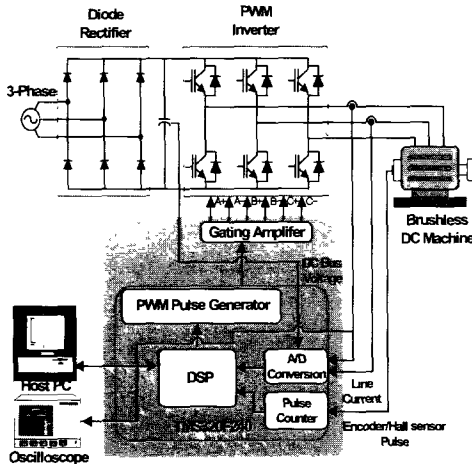


그림 18 BLDC 전동기의 제어시스템

제안한 제어기법을 적용하기 위하여 Texas Instruments사의 TMS320F240 DSP를 주 처리기로 하는 디지털 제어시스템과 PWM Inverter, Diode 정류기 등을 사용하였다 스위칭 주파수는 10[kHz], 인버터의 DC Link 전압은 310[V]이고, 실험에서 사용한 BLDC 전동기 파라메타는 표 1에 주어졌다 또한 실제 시스템에서 보상시점을 정확히 알기위하여 그림 13에서처럼 AD 컨버터와 PWM 모듈이 내장된 DSP를 사용함으로써 AD Conversion과 PWM 발생시 생기는 Delay를 제거할 수 있다.

그림 19는 1000rpm 속도에서 보상이 없는 경우의 싱 전환 시 전류파형이다. 전환구간에서 전류 제어기 출력이 작기 때문에 비전환모드 전류에 리플을 만들게 된다 하지만 본 논문에서 제안한 제어기법을 이용하여 제어시스템을 구성할 경우 같은 속도에서 그림 20에서처럼 비전환모드 전류에 리플이 거의 없음을 볼 수 있다

그림 21은 보상이 없는 경우에 여러 속도 영역에서의 a, b상 전류파형이다

그림 22는 보상이 있는 경우에 여러 속도 영역에서의 a, b상 전류파형이다 전환구간에서 비전환상 전류 리플이 거의 없고 따라서 토크리플도 현저히 감소함을 알 수 있다.

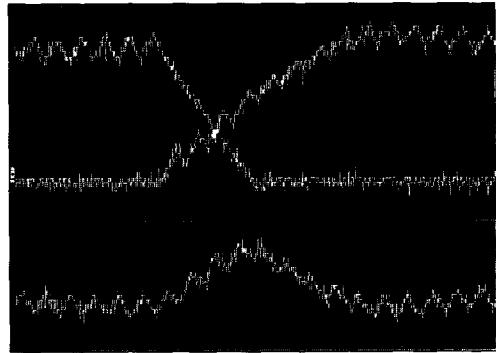


그림 19 보상이 없는 경우의 전환 시 전류파형 (200us/div, 1A/div)

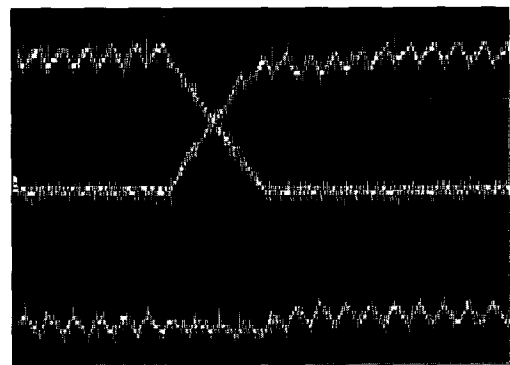


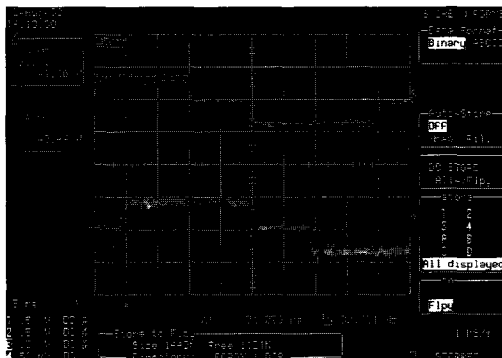
그림 20 보상이 있는 경우의 전환 시 전류파형 (200us/div, 1A/div)

6. 결론

본 논문에서는 BLDC 전동기의 토크리플 저감을 위한 전환구간에서의 전류 제어기법을 제안하였다 제안한 방법은 전환구간에서 전류들의 증가율과 감소율을 같게 해주기 위한 전압을 중성점 전압과 전환하는 상들의 역기전력을 고려하여 구하고 이 전압을 전환구간동안에만 전류제어기 출력에 인가함으로써 토크 리플을 감소시킬 수 있었다 또한 PWM 패턴에 따라서 동일한 알고리즘을 적용할 수 있는 장점이 있다. 시뮬레이션과 실험 결과로부터 제안한 방법이 토크리플과 전류리플이 현저히 감소함을 확인하였다



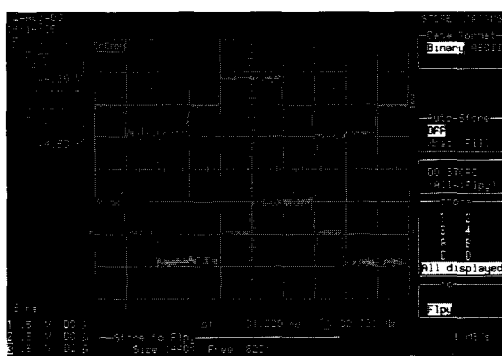
(a) 500rpm



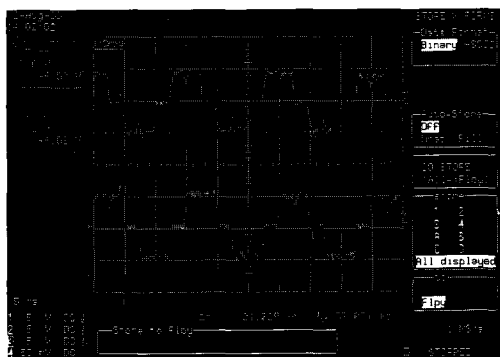
(a) 500rpm



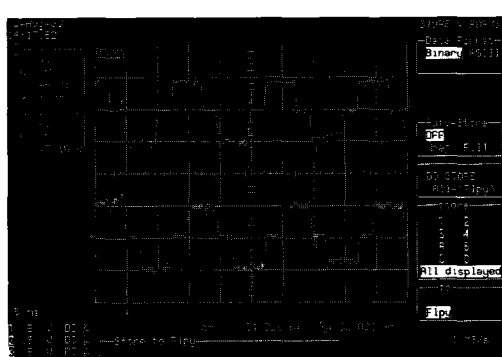
(b) 1000rpm



(b) 1000rpm



(c) 2000rpm



(c) 2000rpm

그림 21 보상이 없는 경우의 a, b상 전류파형
(5ms/div, 3A/div)

그림 22 보상이 있는 경우의 a, b상 전류파형
(5ms/div, 3A/div)

참 고 문 헌

- [1] J.F Gieras, M Wing "Permanent Magnet Motor Technology", Marcel Dekker, Inc, Second Edition Revised and Expanded, pp. 227-297, 2002
- [2] 김상훈, 김진용, "BLDC 전동기를 위한 고성능 전류 제어 기법" 강원대학교 산업기술 연구소 산업기술 연구 논문집, 제22권 B호, pp125-132, 2002 12
- [3] R Carlson, ML Mazenc and JCS Fagundes, "Analysis of Torque Ripple Due to Phase Commutation in Brushless dc Machines", IEEE Trans on Industry Applications, vol 28 No 3, pp 441-450 1992
- [4] C Berendsen G Champenois, and A Bolepion "Commutation Strategies for Brushless DC Motors Influence on Instant Torque" IEEE Trans on Power Electronics vol. 8, No 2, pp 231-236 1993
- [5] 강복주, 김준식, 홍석준, 설승기, "저가형 BLDC 구동 장치를 이용한 정밀위치제어", 대한전기학회지 제44권 제4호, pp 447-452, 1995
- [6] Seog-Joo Kang and Seung-Ki Sul, "Direct Torque Control of Brushless DC Motor with Nonideal Trapezoidal Back EMF", IEEE Trans on Power Electronics, vol 10, No 6 pp 796-802, 1995 November
- [7] 이광운, 홍희경, 박경배, 여형기, 이인호, 유지운 "브러시리스 직류 전동기의 토크 맥동 저감을 위한 전류 제어 방식" 전력전자학회지, 제3권 제3호, 1998 9
- [8] 이광운, 박경배, 여형기, 유지운 "브러시리스 직류전동기의 전환에 의한 전류 맥동 저감에 관한 연구", 전력전자학회지, vol 48B No 9 September 1999
- [9] 강병희, 목형수, 최규화, "최소토크맥동을 갖는 BLDC 전동기의 최적제어" 전력전자학회지, 제8권 제1호 2003